

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4020366号
(P4020366)

(45) 発行日 平成19年12月12日(2007.12.12)

(24) 登録日 平成19年10月5日(2007.10.5)

(51) Int. Cl.	F I	
H03K 17/95 (2006.01)	H03K 17/95	M
H03B 5/04 (2006.01)	H03B 5/04	C
H03B 5/08 (2006.01)	H03B 5/04	G
H03B 5/12 (2006.01)	H03B 5/08	B
	H03B 5/12	B

請求項の数 7 (全 17 頁)

(21) 出願番号	特願2002-112716 (P2002-112716)	(73) 特許権者	000106221
(22) 出願日	平成14年4月15日(2002.4.15)		サンクス株式会社
(65) 公開番号	特開2004-7025 (P2004-7025A)		愛知県春日井市牛山町2 4 3 1番地の1
(43) 公開日	平成16年1月8日(2004.1.8)	(74) 代理人	100096840
審査請求日	平成17年2月23日(2005.2.23)		弁理士 後呂 和男
(31) 優先権主張番号	特願2002-97901 (P2002-97901)	(72) 発明者	河合 正寿
(32) 優先日	平成14年3月29日(2002.3.29)		愛知県春日井市牛山町2 4 3 1番地の1
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		サンクス株式会社内
		(72) 発明者	梶田 欣
			愛知県春日井市牛山町2 4 3 1番地の1
			サンクス株式会社内
		審査官	小 曳 満 昭

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 検出センサ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

検出回路を備えた発振回路を有し、この検出回路を構成する検出素子から被検出体までの距離に応じて前記発振回路の発振振幅が変動することに基づいて前記被検出体の接近を検出する検出センサにおいて、

前記発振回路は、

電源に対してエミッタフォロワ型に接続されて前記検出回路に帰還電流を供給するPNP型の電流帰還トランジスタと、

互いに直列接続された2つの回路要素を備えてなり前記電流帰還トランジスタのベースが前記回路要素の接続点に接続されてこれら回路要素の分担電圧に応じて前記電流帰還トランジスタにベース電位を与えるベース電圧供給手段と、

前記検出回路の振幅電圧と基準電圧との比較に基づき前記振幅電圧に応じて前記ベース電圧供給手段の前記回路要素に流れる電流を異ならせることで前記ベース電位を変化させ、これにより前記検出回路に流れる帰還電流を、前記検出回路の振幅電圧が前記基準電圧よりも高いときと、前記振幅電圧が前記基準電圧より低いときで異なる2値で、かつ前記検出回路の振幅電圧が前記基準電圧よりも高いときには、前記検出回路に流れる帰還電流を、前記振幅電圧が前記基準電圧より低いときよりも大きな所定電流となるようにする差動増幅手段とを備えることを特徴とする検出センサ。

【請求項2】

検出回路を備えた発振回路を有し、この検出回路を構成する検出素子から被検出体まで

の距離に応じて前記発振回路の発振振幅が変動することに基づいて前記被検出体の接近を検出する検出センサにおいて、

前記発振回路は、

電源に対してエミッタフォロワ型に接続されて前記検出回路に帰還電流を供給するNPN型の電流帰還トランジスタと、

互いに直列接続された2つの回路要素を備えてなり前記電流帰還トランジスタのベースが前記回路要素の接続点に接続されてこれら回路要素の分担電圧に応じて前記電流帰還トランジスタにベース電位を与えるベース電圧供給手段と、

前記検出回路の振幅電圧と基準電圧との比較に基づき前記振幅電圧に応じて前記ベース電圧供給手段の前記回路要素に流れる電流を異ならせることで前記ベース電位を変化させ、これにより前記検出回路に流れる帰還電流を、前記検出回路の振幅電圧が前記基準電圧よりも高いときと、前記振幅電圧が前記基準電圧より低いときで異なる2値で、かつ前記検出回路の振幅電圧が前記基準電圧よりも低いときには、前記検出回路に流れる帰還電流を、前記振幅電圧が前記基準電圧より高いときよりも大きな所定電流となるようにする差動増幅手段とを備えることを特徴とする検出センサ。

10

【請求項3】

前記ベース電圧供給手段を構成する2つの回路要素は、共に抵抗素子であることを特徴とする請求項1又は請求項2に記載の検出センサ。

【請求項4】

前記ベース電圧供給手段を構成する2つの回路要素は、定電流源及び抵抗素子であることを特徴とする請求項1又は請求項2に記載の検出センサ。

20

【請求項5】

検出回路を備えた発振回路を有し、この検出回路を構成する検出素子から被検出体までの距離に応じて前記発振回路の発振振幅が変動することに基づいて前記被検出体の接近を検出する検出センサにおいて、

前記発振回路は、

電源に対してエミッタフォロワ型に接続されて前記検出部に帰還電流を供給するPNP型の電流帰還トランジスタと、

前記電流帰還トランジスタとカレントミラー接続されるトランジスタと、

前記検出回路の振幅電圧と基準電圧との比較に基づき前記振幅電圧に応じて前記トランジスタに流れる電流を異ならせることで前記ベース電位を変化させ、これにより前記検出回路に流れる帰還電流を、前記検出回路の振幅電圧が前記基準電圧よりも高いときと、前記振幅電圧が前記基準電圧より低いときで異なる2値で、かつ前記検出回路の振幅電圧が前記基準電圧よりも高いときには、前記検出回路に流れる帰還電流を、前記振幅電圧が前記基準電圧より低いときよりも大きな所定電流となるようにする差動増幅手段とを備えることを特徴とする検出センサ。

30

【請求項6】

検出回路を備えた発振回路を有し、この検出回路を構成する検出素子から被検出体までの距離に応じて前記発振回路の発振振幅が変動することに基づいて前記被検出体の接近を検出する検出センサにおいて、

40

前記発振回路は、

電源に対してエミッタフォロワ型に接続されて前記検出部に帰還電流を供給するNPN型の電流帰還トランジスタと、

前記電流帰還トランジスタとカレントミラー接続されるトランジスタと、

前記検出回路の振幅電圧と基準電圧との比較に基づき前記振幅電圧に応じて前記トランジスタに流れる電流を異ならせることで前記ベース電位を変化させ、これにより前記検出回路に流れる帰還電流を、前記検出回路の振幅電圧が前記基準電圧よりも高いときと、前記振幅電圧が前記基準電圧より低いときで異なる2値で、かつ前記検出回路の振幅電圧が前記基準電圧よりも低いときには、前記検出回路に流れる帰還電流を、前記振幅電圧が前記基準電圧より高いときよりも大きな所定電流となるようにする差動増幅手段とを備える

50

ことを特徴とする検出センサ。

【請求項 7】

前記トランジスタには、定電流源が直列接続されていることを特徴とする請求項 5 又は請求項 6 に記載の検出センサ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、発振回路の発振状態が変化することに基づき動作する検出センサに関する。

【0002】

【従来技術】

例えば、金属製の被検出体の接近を検出する近接センサとして、従来から図 15 に示すものが用いられている。これは、検出コイル 101 とコンデンサ 102 とを含む LC 並列回路 100 により検出コイルに高周波電流を流して、この LC 並列回路 100 の発振振幅から被検出体の接近を検出するものである。

【0003】

具体的には、図 16 (a)、(b) に示すように、検出コイル 101 から検出体が離れた位置にある場合には、検出コイル 101 の磁気エネルギーは被検出体に吸収されないから、発振振幅は飽和状態にある。そして、被検出体が検出コイル 101 に接近するに伴って、検出コイル 101 のエネルギー損失が増大し、序々に発振振幅が小さくなる。従って、LC 並列回路 100 の振幅電圧が所定の値にまで低下したことをもって被検出体の検出

【0004】

ところで、検出コイル 101 から被検出体までの距離に対する LC 並列回路 100 の発振振幅特性は、図 16 (b) 1 に示すように、図 16 (a) と対称な形となることが理想的であり、この非線型の特性を線形に補正するいわゆる直線補正を行なって、振幅値をこの直線上に変換して出力として取り出すようになっている。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上記構成ではトランジスタ 105 から供給される正帰還電流 i_{20} は発振振幅に比例して供給されるため、振幅特性は図 16 (b) 1 に示すような特性とはならず、2 に示す特性となる。従って、この発振振幅特性を直線補正するにはその処理が複雑となって、正確に線形にすることが困難であるから、高精度な検出が行なえない。また、発振振幅が大きくなるにつれて正帰還電流 i_{20} が多く流れるから、電源電圧の範囲を広くする必要があるという問題もある。

【0006】

さらに、上記回路構成では正帰還電流 i_{20} が発振振幅と共に増大するから、定電流源 104 から流れ込む電流との差が一定とはならない。従って、電源電圧の変動やトランジスタの温度による特性変化によって正帰還電流 i_{20} が変化した場合、その影響が発振振幅に現れ、上記の発振振幅の特性はさらに複雑なものとなって直線補正をすることが一層困難となる。

【0007】

本発明は上記のような事情に基づいて完成されたものであって、発振振幅の変動に関わらず発振回路に一定の正帰還電流を供給することができ、かつ、電源電圧の変動やトランジスタの温度特性に対して影響を受けない検出センサを提供することを目的とする。

【0008】

【課題を解決するための手段】

上記の目的を達成するための手段として、請求項 1 の発明は、検出回路を備えた発振回路を有し、この検出回路を構成する検出素子から被検出体までの距離に応じて前記発振回路の発振振幅が変動することに基づいて前記被検出体の接近を検出する検出センサにおいて、前記発振回路は、電源に対してエミッタフォロワ型に接続されて前記検出回路に帰還

10

20

30

40

50

電流を供給するPNP型の電流帰還トランジスタと、互いに直列接続された2つの回路要素を備えてなり前記電流帰還トランジスタのベースが前記回路要素の接続点に接続されてこれら回路要素の分担電圧に応じて前記電流帰還トランジスタにベース電位を与えるベース電圧供給手段と、前記検出回路の振幅電圧と基準電圧との比較に基づき前記振幅電圧に応じて前記ベース電圧供給手段の前記回路要素に流れる電流を異ならせることで前記ベース電位を変化させ、これにより前記検出回路に流れる帰還電流を、前記検出回路の振幅電圧が前記基準電圧よりも高いときと、前記振幅電圧が前記基準電圧より低いときで異なる2値で、かつ前記検出回路の振幅電圧が前記基準電圧よりも高いときには、前記検出回路に流れる帰還電流を、前記振幅電圧が前記基準電圧より低いときよりも大きな所定電流となるようにする差動増幅手段とを備えるところに特徴を有する。

10

【0009】

請求項2の発明は、検出回路を備えた発振回路を有し、この検出回路を構成する検出素子から被検出体までの距離に応じて前記発振回路の発振振幅が変動することに基づいて前記被検出体の接近を検出する検出センサにおいて、前記発振回路は、電源に対してエミッタフォロワ型に接続されて前記検出回路に帰還電流を供給するPNP型の電流帰還トランジスタと、互いに直列接続された2つの回路要素を備えてなり前記電流帰還トランジスタのベースが前記回路要素の接続点に接続されてこれら回路要素の分担電圧に応じて前記電流帰還トランジスタにベース電位を与えるベース電圧供給手段と、前記検出回路の振幅電圧と基準電圧との比較に基づき前記振幅電圧に応じて前記ベース電圧供給手段の前記回路要素に流れる電流を異ならせることで前記ベース電位を変化させ、これにより前記検出回路に流れる帰還電流を、前記検出回路の振幅電圧が前記基準電圧よりも高いときと、前記振幅電圧が前記基準電圧より低いときで異なる2値で、かつ前記検出回路の振幅電圧が前記基準電圧よりも低いときには、前記検出回路に流れる帰還電流を、前記振幅電圧が前記基準電圧より高いときよりも大きな所定電流となるようにする差動増幅手段とを備えるところに特徴を有する。

20

【0010】

請求項3の発明は、請求項1又は請求項2の発明において、前記ベース電圧供給手段を構成する2つの回路要素を、共に抵抗素子としたところに特徴を有する。

【0011】

請求項4の発明は、請求項1又は請求項2の発明において、前記ベース電圧供給手段を構成する2つの回路要素を、定電流源及び抵抗素子としたところに特徴を有する。

30

【0012】

請求項5の発明は、検出回路を備えた発振回路を有し、この検出回路を構成する検出素子から被検出体までの距離に応じて前記発振回路の発振振幅が変動することに基づいて前記被検出体の接近を検出する検出センサにおいて、前記発振回路は、電源に対してエミッタフォロワ型に接続されて前記検出部に帰還電流を供給するPNP型の電流帰還トランジスタと、前記電流帰還トランジスタとカレントミラー接続されるトランジスタと、前記検出回路の振幅電圧と基準電圧との比較に基づき前記振幅電圧に応じて前記トランジスタに流れる電流を異ならせることで前記ベース電位を変化させ、これにより前記検出回路に流れる帰還電流を、前記検出回路の振幅電圧が前記基準電圧よりも高いときと、前記振幅電圧が前記基準電圧より低いときで異なる2値で、かつ前記検出回路の振幅電圧が前記基準電圧よりも高いときには、前記検出回路に流れる帰還電流を、前記振幅電圧が前記基準電圧より低いときよりも大きな所定電流となるようにする差動増幅手段とを備えるところに特徴を有する。

40

【0013】

請求項6の発明は、検出回路を備えた発振回路を有し、この検出回路を構成する検出素子から被検出体までの距離に応じて前記発振回路の発振振幅が変動することに基づいて前記被検出体の接近を検出する検出センサにおいて、前記発振回路は、電源に対してエミッタフォロワ型に接続されて前記検出部に帰還電流を供給するPNP型の電流帰還トランジスタと、前記電流帰還トランジスタとカレントミラー接続されるトランジスタと、前記検

50

出回路の振幅電圧と基準電圧との比較に基づき前記振幅電圧に応じて前記トランジスタに流れる電流を異ならせることで前記ベース電位を変化させ、これにより前記検出回路に流れる帰還電流を、前記検出回路の振幅電圧が前記基準電圧よりも高いときと、前記振幅電圧が前記基準電圧より低いときで異なる2値で、かつ前記検出回路の振幅電圧が前記基準電圧よりも低いときには、前記検出回路に流れる帰還電流を、前記振幅電圧が前記基準電圧より高いときよりも大きな所定電流となるようにする差動増幅手段とを備えるところに特徴を有する。

【0014】

請求項7の発明は、請求項5又は請求項6の発明において、前記トランジスタには、定電流源が直列接続されているところに特徴を有する。

10

【0015】

【発明の作用及び効果】

例えば、本発明を、発振回路にLC並列回路(検出回路)を備える近接センサに適用した場合についての作用及び効果を述べる。LC並列回路にはエミッタフォロワ型に接続された電流帰還トランジスタを通して電流が供給され、その電流は電流帰還トランジスタのベース電位により制御される。そのベース電位は、2つの回路要素の分担電圧に応じて変化するベース電圧供給手段によって制御される。そして、差動増幅手段は、LC並列回路の振幅電圧と基準電圧との比較に基づき前記ベース電圧供給手段の前記回路要素に流れる電流を異ならせることで前記ベース電位を変化させる。すると、電流帰還トランジスタは、LC並列回路に流れる帰還電流が、その振幅電圧が基準電圧より高いときには、振幅電圧が基準電圧より低いときよりも大きな所定電流となるよう制御する。あるいは、LC並列回路に流れる帰還電流が、その振幅電圧が基準電圧より低いときには、振幅電圧が基準電圧より高いときよりも大きな所定電流となるように制御する。

20

これにより、LC並列回路に所定の帰還電流を供給することが可能となるから、発振振幅特性を理想に近付けることができる。また、発振振幅の増大に伴って帰還電流が無用が増加することもないから、電源電圧の電圧範囲を無用に広くとる必要もない。

尚、上記以外にも、検出回路にCR回路を備え、その静電容量の変化に伴って振幅電圧が変動することに基づいて被検出体の接近を検出する検出センサにも適用可能である。

【0016】

そして、振幅電圧が基準電圧よりも高いときと、低いときとの帰還電流の差が一定となるように制御できるから、電源電圧の変動や温度によるトランジスタの特性変化があつたとしても、発振振幅の振幅特性を一定にすることができる。

30

【0017】

さらに、トランジスタのベース・エミッタ間には容量成分が存在していて容量成分が充電されるまでの間の遅れが生ずることが一般的であるから、発振回路を高周波動作させるには、常にトランジスタを動作状態にしておく必要がある。この点、本発明では、ベース電圧供給手段によってベース電位が与えられており、常に電流帰還トランジスタを動作状態にできるから、高周波発振を行なう発振回路に対しても適用することが可能である。

【0018】

【発明の実施の形態】

40

<第1実施形態>

本発明に係る検出センサの一実施例について、図1を参照して説明する。

本実施形態の検出センサは発振回路10とこの発振回路10の振幅電圧を取りこんで、その振幅電圧から被検出体Aの検出を行なう判別回路20とから構成されている。発振回路10には後述する検出コイル11(検出素子に相当)とコンデンサ12とからなるLC並列回路1(検出回路に相当)が設けられており、このLC並列回路1を発振させることにより、検出コイル11に交流的に電流を流すと共に、交流磁界を発生させる。これにより、被検出体Aの接近に伴って検出コイル11の磁気エネルギーが被検出体Aに吸収され、これに応じて減少するLC並列回路1の振幅電圧を基に判別回路20が被検出体Aの接近を検出するものである。

50

【 0 0 1 9 】

図 2 に発振回路 10 の回路構成を示す。この LC 並列回路 1 には電源ライン V_{cc} に対してエミッタフォロワ型に接続された PNP 型トランジスタ 2 のコレクタが接続されており、抵抗 3 を介して流れ込む電源ライン V_{cc} からの電流をエミッタからコレクタに流すことにより LC 並列回路 1 に電流を供給している。また、トランジスタ 2 のベースは、互いに直列接続された抵抗 4 1 , 4 2 からなる抵抗対 4 の中間接続点に接続されている。

【 0 0 2 0 】

一方、LC 並列回路 1 とトランジスタ 2 のコレクタとの接続点には NPN 型のトランジスタ 5 1 のベースが接続されている。このトランジスタ 5 1 は、NPN 型のトランジスタ 5 2 と定電流源 5 3 と共に差動増幅回路 5 を構成しており、トランジスタ 5 1 のコレクタが抵抗対 4 の中間接続点に接続され、もう一方のトランジスタ 5 2 のベースがグランドラインに接続されている。これによって、LC 発振回路 1 の振幅電圧が正の電圧であるときには、トランジスタ 5 1 のコレクタに電流 i_0 (すなわち、定電流源 5 3 からの電流 i_0) が流れ、振幅電圧が負の電圧であるときにはコレクタに電流が流れなくなっている。

10

【 0 0 2 1 】

次に上記構成の動作について説明する。

まず、トランジスタ 2 のコレクタから LC 並列回路 1 へ電流が流れることにより、コンデンサ 1 2 に電荷が溜まる。コンデンサ 1 2 の電位が上昇してゆくと、検出コイル 1 1 に下向きに電流が流れ、コンデンサ 1 2 が満充電となったときには、検出コイル 1 1 に下向きに流れる電流により、コンデンサ 1 2 が逆向きに充電される。そして、逆向きの電位になると再び検出コイル 1 1 に上向きの電流が流れる。従って、LC 並列回路 1 の出力電圧は交流的に変動し、これに伴って、検出コイル 1 1 に電流が交流的に流れる。

20

【 0 0 2 2 】

ここで、コンデンサ 1 2 に電荷が溜まり始め、LC 並列回路 1 の電圧が増加すると、差動増幅回路 5 のトランジスタ 5 1 のベースには正の電圧が入力されるから、トランジスタ 5 1 のコレクタに定電流 i_0 が流れる。この定電流 i_0 は抵抗 4 を介して流れ、これに伴って抵抗対 4 の分担電圧が変化する。即ち、抵抗 4 1 の印加電圧が増加すると共に、抵抗 4 2 の印加電圧が減少し、この抵抗 4 2 の印加電圧の減少に伴ってトランジスタ 2 のベース電位が引き下げられる。すると、トランジスタ 2 のエミッタ電位が引き下げられて、抵抗 3 の印加電圧が増加することにより、エミッタ電流が増加してコレクタから LC 並列回路 1 に供給される電流が増加する。このとき、トランジスタ 5 1 のコレクタには定電流 i_0 が流れているから、LC 並列回路 1 には所定の電流値の正帰還電流が流れる。

30

【 0 0 2 3 】

そして、LC 並列回路 1 のコンデンサ 1 2 が逆向きに充電されると、次第に振幅電圧は減少し、やがて、負の電圧となる。すると、差動増幅回路 5 のトランジスタ 5 1 のベースには負の電圧が入力されるから、トランジスタ 5 1 のコレクタに電流が流れなくなり、これに伴って抵抗対 4 の分担電圧が変化する。即ち、抵抗 4 1 の印加電圧が減少すると共に、抵抗 4 2 の印加電圧が増加し、この抵抗 4 2 の印加電圧の増加に伴ってトランジスタ 2 のベース電位が引き上げられる。すると、トランジスタ 2 のエミッタ電位が引き上げられて、抵抗 3 の印加電圧が減少することにより、エミッタ電流が減少してコレクタから LC 発振回路 1 に供給される正帰還電流が減少する。

40

【 0 0 2 4 】

尚、上記 LC 並列回路 1 の振幅電圧が正の電圧であるときの正帰還電流は、

$$I_1(i_0) = \frac{V_{CC}}{R_1} - \frac{R_3(V_{CC} - i_0 R_2)}{R_1(R_2 + R_3)} - \frac{V_{BE}}{R_1} \dots(1)$$

(V_{CC} : 電源電圧 V_{BE} : トランジスタ 2 のベース・エミッタ間電圧 R_1 : 抵抗 3 の抵抗値 R_2 : 抵抗 4 1 の抵抗値 R_3 : 抵抗 4 2 の抵抗値)

となり、

10

上記 LC 並列回路 1 の振幅電圧が負の電圧であるときの正帰還電流は、

$$I_1(0) = \frac{V_{CC}}{R_1} - \frac{R_3 V_{CC}}{R_1(R_2 + R_3)} - \frac{V_{BE}}{R_1} \dots(2)$$

となる。

ここで、正帰還電流の振幅 (上記 2 値の正帰還電流の差) は、

20

$$\begin{aligned} I &= I_1(i_0) - I_1(0) \\ &= \frac{i_0 R_2 R_3}{R_1(R_2 + R_3)} \dots(3) \end{aligned}$$

となる。

従って、上記 LC 並列回路 1 の振幅電圧 V_1 は、

30

$$V_1 = \frac{I_1(i_0) - I_1(0)}{G} = \frac{i_0 R_2 R_3}{G R_1(R_2 + R_3)} \dots(4)$$

(G : LC 並列回路 1 のコンダクタンス)

となる。

【 0 0 2 5 】

このように本実施形態によれば、LC 並列回路 1 へ供給される正帰還電流は 2 値に定められ、さらに、正帰還電流の振幅は式 (3) により一定の値となることが明らかである。これにより、LC 並列回路 1 の発振振幅特性を理想に近づけることが可能となる。また、振幅電圧に応じて帰還電流が増大することもないから、電源電圧 V_{CC} の範囲を無用に広くとる必要もない。

40

また、正帰還電流の振幅は式 (3) から、電源電圧 V_{CC} やトランジスタ 2 のベース・エミッタ間電圧 V_{BE} の項を含んでいない。これは、前記電源電圧 V_{CC} の変動やトランジスタの温度による特性の変化に無関係に常に一定となることを意味する。従って、式 (4) に示すように、LC 並列回路 1 の振幅電圧 V_1 は一定に保たれるから、発振振幅の振幅特性を一定に保つことが可能となる (図 3 参照)。

【 0 0 2 6 】

50

< 第 2 実施形態 >

次に、本発明の第 2 実施形態を図 4 によって説明し、第 1 実施形態と同一の部分には同一符号を付して重複する説明を省略する。

本実施形態の発振回路 10 は、ベース電位供給手段を定電流源 61 と抵抗 62 とで構成されていると共に、定電流源 61 が電源ライン V_{cc} に接続され、抵抗 62 がグラウンドラインに接続されている。

その動作は、LC 並列回路 1 の振幅電圧が正の電圧であるときには、定電流源 61 からトランジスタ 51 のコレクタに電流 i_0 が供給されるから、抵抗 62 に流れる電流は定電流源 61 の電流 I_2 から定電流源 53 の電流 i_0 を差し引いた電流 $I_2 - i_0$ が流れる。一方、振幅電圧が負の電圧であるときには、定電流源 61 からの電流 I_2 は全て抵抗 62 に供給され、これにより、LC 並列回路 1 の振幅電圧に応じて定電流源 61 と抵抗 62 との分担電圧が変動する。

ここで、LC 並列回路 1 の振幅電圧が正の電圧であるときのトランジスタ 2 のエミッタ電流 I_{e1} は、

$$I_{e1} = \frac{V_{cc} - R_3(I_2 - i_0) - V_{BE}}{R_1} \dots(5)$$

(V_{cc} : 電源電圧 V_{BE} : トランジスタ 2 のベース・エミッタ間電圧 I_2 : 定電流源 61 から供給される電流 R_1 : 抵抗 3 の抵抗値 R_3 : 抵抗 62 の抵抗値) となり、また、LC 並列回路 1 の振幅電圧が負の電圧であるときのエミッタ電流 I_{e2} は、

$$I_{e2} = \frac{V_{cc} - I_2 R_3 - V_{BE}}{R_1} \dots(6)$$

となる。

尚、トランジスタ 3 におけるエミッタ電流とコレクタ電流は略同一の電流値である。従って、上記式 (5)、(6) より LC 並列回路 1 に供給される正帰還電流の振幅 (上記 2 値の正帰還電流の差) は、

$$I_{e1} - I_{e2} = \frac{i_0 R_3}{R_1} \dots(7)$$

と、一定の値となる。

このような構成としても、第 1 実施形態と同様の効果を得ることができる。

【 0 0 2 7 】

< 第 3 実施形態 >

図 5 に示すように、第 3 実施形態は第 2 実施形態において、定電流源 61 と抵抗 62 との配置を入れ替えたものである。

LC 並列回路 1 の振幅電圧が正の電圧であるときには、抵抗 62 を介してトランジスタ 51 のコレクタに電流 i_0 (即ち、定電流源 53 の電流 i_0) が供給され、抵抗 62 には定電流源 61 の電流 I_3 と定電流源 53 の電流 i_0 との合成電流 $I_3 + i_0$ が流れる。一方、LC 発振回路 1 の振幅電圧が負の電圧であるときには、抵抗 62 には定電流源 61 の電流 I_3 が流れる。これにより定電流源 61 と抵抗 62 との分担電圧が変動する。

ここで、LC 並列回路 1 の振幅電圧が正の電圧であるときのエミッタ電流 I_{e1} は、

$$I_{e1} = \frac{R_2(I_3 + i_0) - V_{BE}}{R_1} \dots(8)$$

10

20

30

40

50

(V_{BE} : トランジスタ 2 のベース・エミッタ間電圧 I_3 : 定電流源 6 1 の供給電流
 R_1 : 抵抗 3 の抵抗値 R_2 : 抵抗 6 2 の抵抗値)

となり、

また、振幅電圧が負の電圧であるときのトランジスタ 3 のエミッタ電流 I_{e2} は、

$$I_{e2} = \frac{I_3 R_2 - V_{BE}}{R_1} \dots (9)$$

となる。

ここで、トランジスタ 3 においてエミッタ電流とコレクタ電流は略同一の電流値である。従って、上記式 (8)、(9) より、LC 並列回路 1 に流れる正帰還電流の振幅 (上記 2 値の正帰還電流の差) は、

$$I_{e1} - I_{e2} = \frac{i_0 R_2}{R_1} \dots (10)$$

と、一定の値となる。

このようにしても、第 1 実施形態と同様の効果を得ることができる。

【0028】

< 第 4 実施形態 >

図 6 に示すように、第 4 実施形態では、ダイオード接続された PNP 型のトランジスタ 2 1 のベースとトランジスタ 2 のベースとが接続されてカレントミラー回路が形成されており、また、トランジスタ 2 1 のコレクタにはトランジスタ 5 1 のコレクタが接続されているところが第 1 実施形態と異なる。

このような構成にすれば、LC 並列回路 1 の振幅電圧が正の電圧であるときには、トランジスタ 5 1 のコレクタから電流 i_0 が流れる。すると、トランジスタ 2 1 に電流 i_0 が流れると共に、トランジスタ 2 のコレクタにも電流 i_0 が流れるから、正帰還電流として電流 i_0 が供給される。

一方、振幅電圧が負の電圧であるときには、トランジスタ 5 1 のコレクタには電流が流れない。従って、トランジスタ 2, 2 1 にも電流が流れないから、LC 並列回路 1 に正帰還電流は供給されない。

このような構成としても第 1 実施形態と同様の効果を得ることができる。

【0029】

< 第 5 実施形態 >

本実施形態は図 7 に示すように、第 4 実施形態において、トランジスタ 2 1 のコレクタに定電流源 7 2 を接続した構成とされている。

【0030】

このような構成にすると、LC 並列回路 1 の振幅電圧が正の電圧であるときには、トランジスタ 5 1 のコレクタに電流 i_0 が流れる。これによって、トランジスタ 2 1 には定電流源 7 2 の電流とトランジスタ 5 1 のコレクタに流れる電流 i_0 との合成電流 $i_1 + i_0$ が流れ、トランジスタ 2 にもトランジスタ 2 1 に流れる電流と同量の電流 $i_1 + i_0$ が流れて、これが LC 並列回路 1 に供給される。

一方、振幅電圧が負の電圧であるときには、トランジスタ 5 1 のコレクタには電流が流れない。従って、トランジスタ 2 1 には定電流源 7 2 の電流 i_1 が流れ、この電流 i_1 がトランジスタ 2 のエミッタ・コレクタ間にも流れる。

【0031】

このようにトランジスタ 2 1 のコレクタに定電流源 7 2 を接続すれば、トランジスタ 2 1 には常に電流が流れていると共に、トランジスタ 2 にも常に電流が流れている。このことは、トランジスタ 2 のベース・エミッタ間に存在する容量成分が常に充電状態となってお

10

20

30

40

50

り、LC並列回路1の振幅電圧が正負いずれかの電圧に変化する際に正帰還電流を俊敏に切り換えることができることを意味する。

【0032】

<第6実施形態>

図8に示すように、本実施形態では、第5実施形態の定電流源72を抵抗73に変更したものである。このような構成としても、上記第5実施形態と同様の効果が得られる。

【0033】

<第7実施形態>

本発明に係る近接センサの第7実施形態について、図9を参照して説明する。

本実施形態では、発振回路10内のLC並列回路1の帰還電流がNPN型トランジスタ2により供給されているところが第1実施形態と異なる。 10

その回路構成は、トランジスタ2のエミッタが抵抗3を介して電源ライン-Vccに連なり、コレクタがLC並列回路1に接続されている。また、トランジスタ2のベースには、互いに直列接続された抵抗41, 42からなる抵抗対4(ベース電位供給手段に相当)の中間接続点に接続されている。

【0034】

一方、LC並列回路1とトランジスタ2との接続点には、PNP型のトランジスタ51のベースが接続されており、このトランジスタ51は、PNP型のトランジスタ52と定電流源53と共に差動増幅回路5を構成している。また、トランジスタ51のコレクタが抵抗対4の中間接続点に接続されており、一方のトランジスタ52のベースがグランドラインに接続されている。これによって、LC並列回路1の振幅電圧が負の電圧であるときには、トランジスタ51のコレクタに電流*i*₀(即ち、定電流源53からの電流*i*₀)が流れ、振幅電圧が正の電圧であるときにはコレクタに電流が流れないようにしている。 20

【0035】

次に上記構成の動作について説明する。

まず、LC並列回路1からトランジスタ2のコレクタへ電流が流れることにより、コンデンサ12に電荷が溜まる。コンデンサ12の電位が低下してゆくと、検出コイル11に下向きに電流が流れ、コンデンサ12が満充電となったときには、検出コイル11に下向きに流れる電流により、コンデンサ12が逆向きに充電される。そして、逆向きの電位になると再び検出コイル11に上向きの電流が流れる。従って、LC並列回路1の出力電圧は交流的に変動し、これに伴って、検出コイル11に電流が交流的に流れる。 30

【0036】

ここで、コンデンサ12に電荷が溜まり始め、LC並列回路1の振幅電圧が負の電圧となると、差動増幅回路5のトランジスタ51のベースには同じく負の電圧が入力されるから、トランジスタ51のコレクタに電流*i*₀が流れる。この電流*i*₀は抵抗41を介して電源ライン-Vccに流れ、これに伴って抵抗対4の分担電圧が変化する。すなわち、抵抗41の印加電圧が増加すると共に、抵抗42の印加電圧が減少し、この抵抗41の印加電圧の増加に伴ってトランジスタ2のベース電位が引き上げられる。すると、トランジスタ2のエミッタ電位が引き上げられて、抵抗3の印加電圧が増加することにより、エミッタ電流が増加してLC並列回路1からコレクタへ流れる電流が増加する。このとき、トランジスタ51のコレクタには定電流源からの電流*i*₀が流れているから、LC並列回路1には所定の電流値の帰還電流が流れる。 40

【0037】

そして、LC並列回路1のコンデンサ12が逆向きに充電されると、次第に振幅電圧は増加し、やがて、正の電圧となる。すると、差動増幅回路5のトランジスタ51のベースには正の電圧が入力されるから、トランジスタ51のコレクタに電流が流れなくなり、これに伴って抵抗対4の分担電圧が変化する。即ち、抵抗41の印加電圧が減少すると共に、抵抗42の印加電圧が増加し、この抵抗41の印加電圧の減少に伴ってトランジスタ2のベース電位が引き下げられる。すると、トランジスタ2のエミッタ電位が引き下げられて、抵抗3の印加電圧が減少することにより、エミッタ電流が減少してLC発振回路1 50

に流れる帰還電流が減少する。このとき、抵抗 4 1 には、所定の電流が流れているから、LC 並列回路 1 には所定の電流値の帰還電流が流れる。

これにより、その帰還電流は振幅電圧が負の電圧であるときの方が振幅電圧が正の電圧であるときよりも多く流れる。

【 0 0 3 8 】

このように本実施形態によれば、LC 並列回路 1 へ供給される帰還電流は 2 値に定められ、これにより、正帰還電流の振幅は一定の値となると共に、LC 並列回路 1 の振幅電圧も一定となることから、第 1 実施形態と同様の効果が得られる。

【 0 0 3 9 】

< 第 8 実施形態 >

第 8 実施形態は図 1 0 に示すように、ベース電位供給手段を定電流源 6 1 と抵抗 6 2 とで構成すると共に、定電流源 6 1 をグラウンドラインに接続し、抵抗 6 2 を電源ライン - V_{cc} に接続しているところが第 7 実施形態と異なる。

その動作は、LC 並列回路 1 の振幅電圧が負の電圧であるときには、抵抗 6 2 には定電流源 6 1 からの電流 I_2 とトランジスタ 5 1 のコレクタ電流 i_0 との合成電流 $I_2 + i_0$ が流れる。一方、振幅電圧が正の電圧であるときには、抵抗 6 2 には定電流源 6 1 からの電流 I_2 のみが供給される。

従って、抵抗 6 2 の印加電圧は、LC 並列回路 1 の振幅電圧が負の電圧のときの方が正の電圧のときよりも高くなり、かつ、LC 並列回路 1 には 2 値の所定電流が流れる。これにより、トランジスタ 2 のエミッタ電位も 2 つの状態をとることから、帰還電流も 2 値の状態をとる。

このように本実施形態では、帰還電流が 2 値の状態をとることにより、帰還電流の振幅は一定となると共に、LC 並列回路 1 の出力電圧の振幅も一定となる。これにより、第 7 実施形態と同様の効果が得られる。

【 0 0 4 0 】

< 第 9 実施形態 >

第 9 実施形態は図 1 1 に示すように、第 8 実施形態において、定電流源 6 1 と抵抗 6 2 との配置を入れ替えたものである。

ここで、LC 発振回路 1 の振幅電圧が負の電圧であるときには、定電流源 6 1 にトランジスタ 5 1 のコレクタ電流 i_0 が流れこむから、抵抗 6 2 には $I_3 - i_0$ の電流が流れる。一方、振幅電圧が正の電圧であるときには、抵抗 6 2 には定電流源 6 1 からの電流 I_3 のみが流れる。従って、抵抗 6 2 には、LC 並列回路 1 の振幅電圧が負の電圧のときと正の電圧のときとで、それぞれ所定の印加電圧が発生し、かつ、その印加電圧は振幅電圧が負の電圧のときの方が正の電圧のときよりも低くなる。これに伴って、定電流源 6 1 にも、LC 並列回路 1 の振幅電圧が負の電圧のときと正の電圧のときとで、それぞれ所定の印加電圧が発生し、かつ、その印加電圧は振幅電圧が負の電圧のときの方が正の電圧のときよりも高くなる。これによって、トランジスタ 2 のエミッタ電位も定電流源 6 1 の印加電圧に連動し、結局、帰還電流の電流値は 2 値の状態を取る。

このように本実施形態では、帰還電流は 2 値の状態をとることにより、帰還電流の振幅は一定となるから、LC 並列回路 1 の出力電圧の振幅は一定となる。これにより、第 7 実施形態と同様の効果が得られる。

【 0 0 4 1 】

< 第 1 0 実施形態 >

本発明に係る、第 1 0 実施形態について図 1 2 を参照して説明する。本実施形態の発振回路 1 0 は、ダイオード接続された NPN 型のトランジスタ 2 1 のベースとトランジスタ 2 のベースを接続して、カレントミラー回路を形成したものであり、また、トランジスタ 2 1 のコレクタにはトランジスタ 5 1 のコレクタが接続されているところが第 7 実施形態と異なる。

【 0 0 4 2 】

ここで、LC 並列回路 1 の振幅電圧が負の電圧であるときには、トランジスタ 5 1 のコレ

10

20

30

40

50

クタに電流 i_0 が流れる。すると、トランジスタ 2 1 に電流 i_0 が流れると共に、トランジスタ 2 のコレクタにも電流 i_0 が流れる。従って、LC 並列回路 1 に帰還電流として電流 i_0 が供給される。

一方、振幅電圧が正の電圧であるときには、トランジスタ 5 1 のコレクタには電流が流れない。従って、トランジスタ 2, 2 1 にも電流が流れないから、帰還電流は供給されない。

従って、このような構成としても、第 7 実施形態と同様の効果が得られる。

【0043】

< 第 1 1 実施形態 >

本発明の第 1 1 実施形態は図 1 3 に示すように、第 1 0 実施形態において、トランジスタ 2 1 のコレクタに定電流源 7 2 を接続した構成とされている。 10

【0044】

このような構成にすると、LC 並列回路 1 の振幅電圧が負の電圧であるときには、トランジスタ 5 1 のコレクタに電流 i_0 が流れる。これによって、トランジスタ 2 1 には定電流源 7 2 の電流とトランジスタ 5 1 のコレクタに流れる電流 i_0 との合成電流 $i_1 + i_0$ が流れ、トランジスタ 2 にもトランジスタ 2 1 に流れる電流と同量の電流 $i_1 + i_0$ が流れて、これが LC 並列回路 1 の帰還電流として供給される。

一方、振幅電圧が正の電圧であるときには、トランジスタ 5 1 のコレクタには電流が流れない。従って、トランジスタ 2 1 には定電流源 7 2 の電流 i_1 が流れ、この電流 i_1 がトランジスタ 2 のエミッタ・コレクタ間にも流れる。従って、LC 並列回路 1 に帰還電流として i_1 が流れる。 20

【0045】

このようにトランジスタ 2 1 のコレクタに定電流源 7 2 を接続すれば、トランジスタ 2 1 には常に電流が流れており、これに伴って、トランジスタ 2 も常に電流が流れる。このことは、トランジスタ 2 のベース・エミッタ間に存在する容量成分が常に充電状態となっており、LC 並列回路 1 の振幅電圧が正負いずれかの電圧に変化する際に帰還電流を俊敏に切り換えることができることを意味する。

【0046】

< 第 1 2 実施形態 >

図 1 4 に示すように、第 1 2 実施形態では、第 1 1 実施形態の定電流源 7 2 を抵抗 7 3 に変更したものである。このようにしても、上記第 1 1 実施形態と同様の効果が得られる。 30

【0047】

< 他の実施形態 >

本発明は上記記述及び図面によって説明した実施形態に限定されるものではなく、例えば次のような実施形態も本発明の技術的範囲に含まれ、さらに、下記以外にも要旨を逸脱しない範囲内で種々変更して実施することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の近接センサを示す図

【図 2】第 1 実施形態の近接センサの発振回路の回路図

【図 3】LC 並列回路の振幅電圧の時間変化を示した図 40

【図 4】第 2 実施形態の近接センサの発振回路の回路図

【図 5】第 3 実施形態の近接センサの発振回路の回路図

【図 6】第 4 実施形態の近接センサの発振回路の回路図

【図 7】第 5 実施形態の近接センサの発振回路の回路図

【図 8】第 6 実施形態の近接センサの発振回路の回路図

【図 9】第 7 実施形態の近接センサの発振回路の回路図

【図 1 0】第 8 実施形態の近接センサの発振回路の回路図

【図 1 1】第 9 実施形態の近接センサの発振回路の回路図

【図 1 2】第 1 0 実施形態の近接センサの発振回路の回路図

【図 1 3】第 1 1 実施形態の近接センサの発振回路の回路図 50

【図14】第12実施形態の近接センサの発振回路の回路図

【図15】従来の近接センサの発振回路の回路図

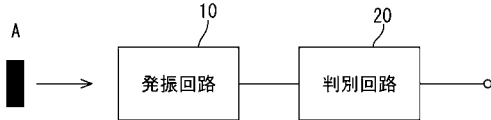
【図16】(a) 検出体の検出コイルに対する距離と検出コイルのエネルギー損失の関係を示した図

(b) 検出体の検出コイルに対する距離とLC並列回路の発振振幅の関係を示した図

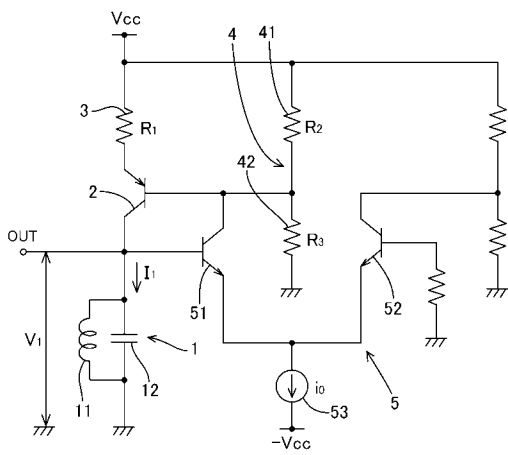
【符号の説明】

- 1 ... LC並列回路(検出回路)
- 2 ... 電流帰還トランジスタ
- 4 ... 抵抗対
- 5 ... 差動増幅回路(差動増幅手段)
- 11 ... 検出コイル(検出素子)

【図1】

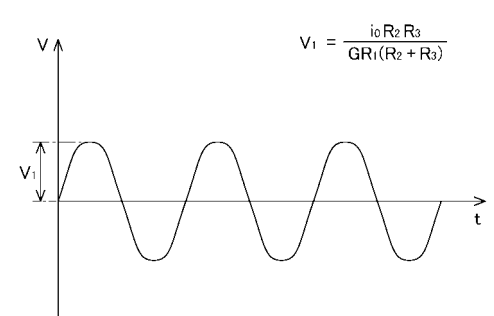


【図2】

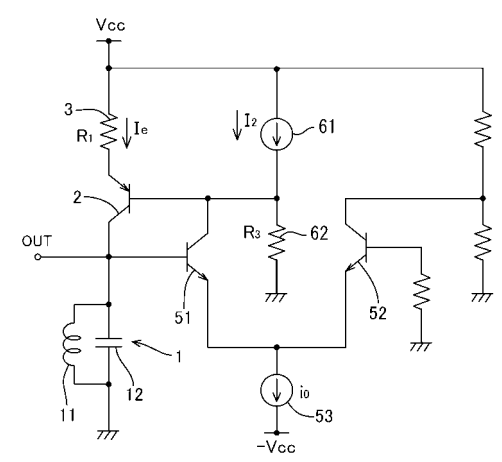


- 1...LC並列回路(検出回路)
- 2...電流帰還トランジスタ
- 4...抵抗対
- 5...差動増幅回路(差動増幅手段)
- 11...検出コイル(検出素子)

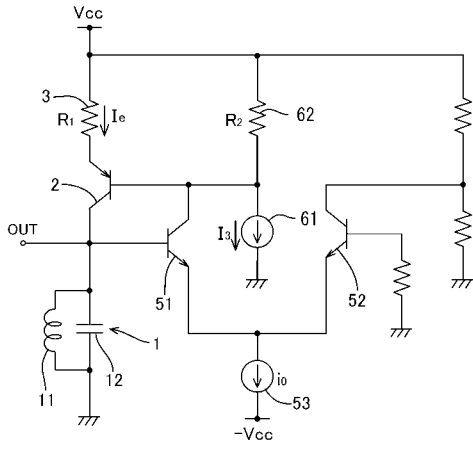
【図3】



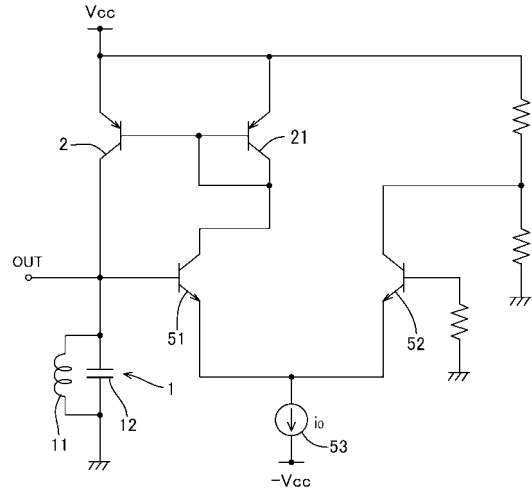
【図4】



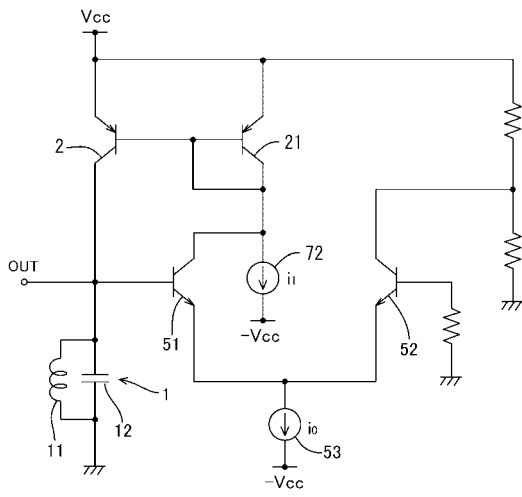
【 図 5 】



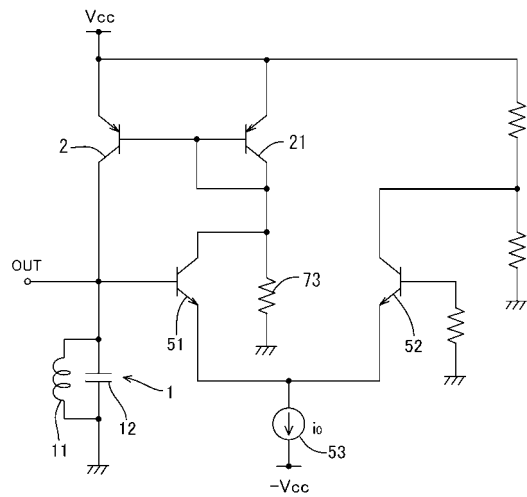
【 図 6 】



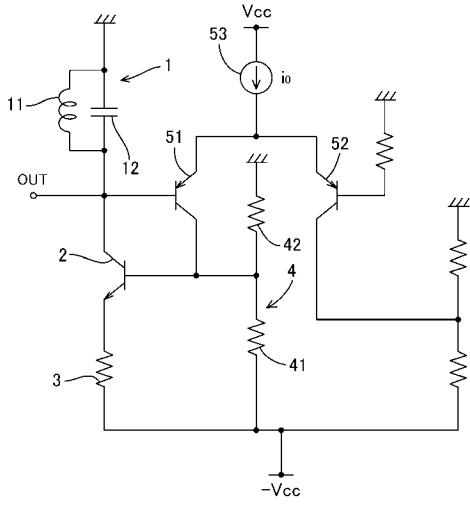
【 図 7 】



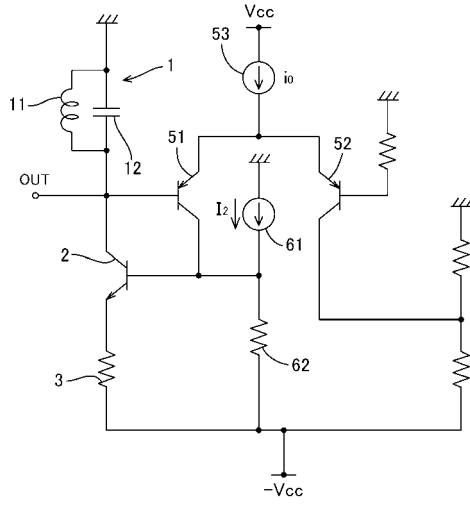
【 図 8 】



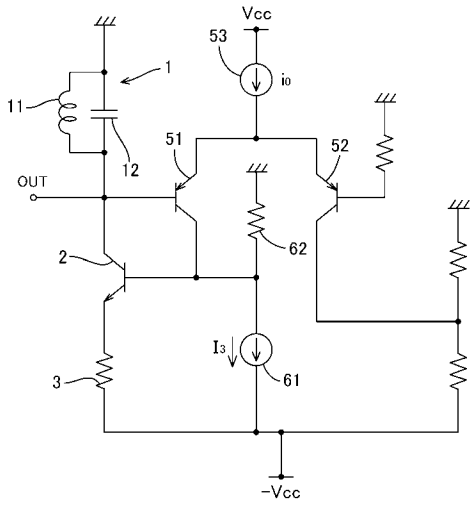
【 図 9 】



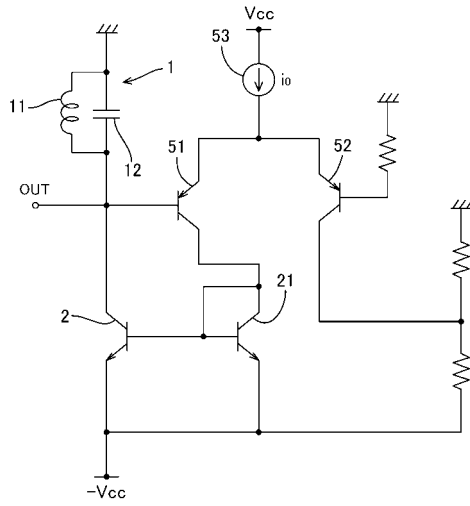
【 図 10 】



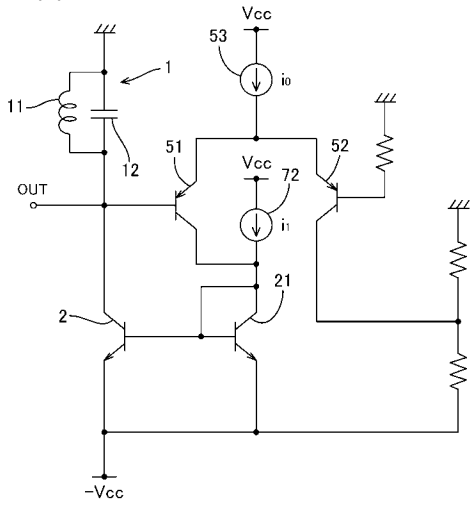
【 図 11 】



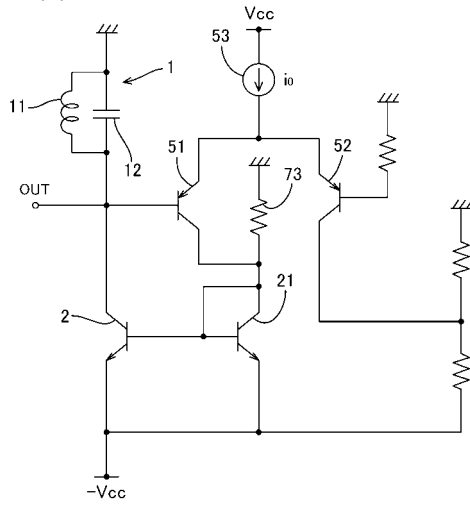
【 図 12 】



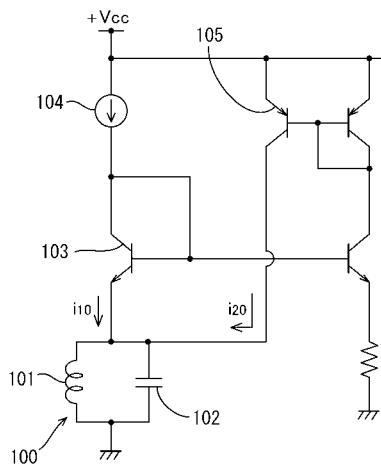
【図13】



【図14】

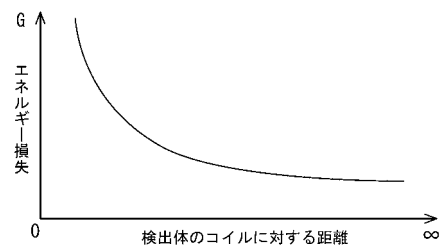


【図15】

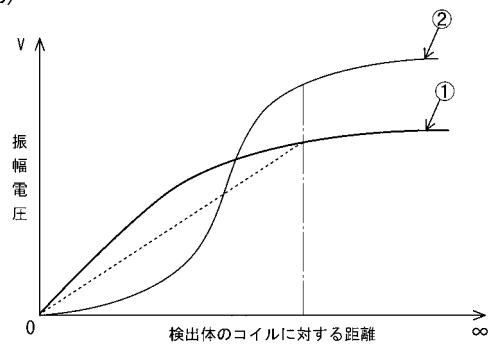


【図16】

(a)



(b)



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開平03 - 245610 (JP, A)
特開平04 - 261213 (JP, A)
特開平02 - 149017 (JP, A)
特開平01 - 120914 (JP, A)
特開昭57 - 132423 (JP, A)
特開昭62 - 160816 (JP, A)
特開昭61 - 283218 (JP, A)
特開昭60 - 121818 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H03K 17/74-17/98